Doc. Ref. **AJ15** Appl. No. 09/632,857

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出顧公開番号

特開平6-237276

(43)公開日 平成6年(1994)8月23日

(51) Int.Cl.5

識別記号

庁内整理番号

FI

技術表示箇所

H 0 4 L 27/20

Z 9297-5K

審査請求 未請求 請求項の数5 OL (全 9 頁)

(21)出願番号

特願平5-23102

(22)出願日

平成5年(1993)2月12日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72)発明者 小野 光洋

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72)発明者 川崎 敏雄

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 井桁 貞一

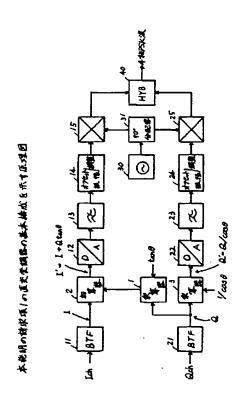
「印」「発明の名称」 直交変調器

心, 送初

(修正有)

[目的] I チャネル倒と Qチャネル倒とに各々ディジタルフィルタを用いるが全体として其の回路規模が小さな直交変調器を提供する。

【構成】 ディジタルフィルタ11,21を通した Iチャネルと Qチャネルの出力を、D/A変換器12,22 で変換し、フィルタ13,23 で高調波成分を除去し、調整器14,24 で振幅を揃える処理をした後、局部発振器30の出力を互の位相差が90度の二信号に分配(31)し位相補償(32)した各信号と乗算(15,25)し其の乗算出力を合成(40)した直交変調器において、位相補償を止めて分配のみとし、其の二つの出力I,Qの位相角が90°から角度 θ だけ位相外れしている場合は、I チャネル側のD/A 変換器12の入力I を、ディジタルフィルタ21の出力Q に tan θ を乗算(1)した出力 Qtan θ とディジタルフィルタ11の出力I とを加算(2)した値とし、Qチャネル側のD/A 変換器(22)の入力Q で、ディジタルフィルタ21の出力Q に 1/cos θ を乗算(3)した値とする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力の Iチャネルと Qチャネルの二系統 のディジタルデータの各々のディジタルフィルタ(11,2 1) を通した出力を、D/A変換器(12,22)でアナログ信号 に変換し、フィルタ(13,23)で高調波成分を制限し、調 整器(14,24)で振幅を揃えるなど必要な信号処理をした 後、局部発振器(30)の出力の搬送波信号を互の位相差が 90度の二信号に分配(31)し位相補債(32)する90°位相器 (300)の出力の各搬送波信号と夫々乗算(15,25)し其の二 つの乗算出力を合成(40)し4相 PSM波等の直交変調波を 10 得る直交変調器において、前記90°位相器(300)の位相 補債器(32)の使用を止めて90°分配器(31)のみとし、其 の90 分配器(31)の二つの出力1,0の位相角が所定の直 角 90° から角度 θ だけ位相外れしている場合は、I チャ ネル側のD/A 変換器(12)の入力! ′ を、Q チャネル側の ディジタルフィルタ(21)の出力Q に lanθを乗算(1)し た出力 $Qtan \theta$ と Iチャネル側のディジタルフィルタ(1) 1)の出力I とを加算(2) した値(I'=I+Q tan θ)と し、Q チャネル側のD/A 変換器(22)の入力Q ′を、Q チ ャネル側のディジタルフィルタ(21)の出力Q に 1/ cos 20 と夫々乗算し、其の二つの乗算出力を合成して、4相 P θ を乗算(3) した値($Q' = Q/\cos \theta$)としたことを特徴 とする直交変調器。

【請求項2】 前記 Iチャネル側と Qチャネル側のディ ジタルフィルタ(11,21)の出力I,Qの値を、前記 Qチャネ ル側の乗算器(3) の乗算値(1/cos θ)の所定の位相誤差 θの範囲 (±10deg)における最大値(1.0154)と Iチャネ ル側の加算器(2)の加算値(1+tan θ)の同範囲における最 大値(1.1763)との比(1.0154/1.1763=0.8632)併して、 前記 D/A変換器(12,22) の入力 I',Q'の最大値が値1 となる様に規格化することを特徴とした請求項1記載の 30 直交変調器。

【請求項3】 前記 D/A変換器(12,22)の入力で所要値 1',Q'を得る為の演算I'=I+Q tan θを、該Iに $\cos \theta$ を乗ずる乗算器(1:)と該Q に $\sin \theta$ を乗ずる乗算 器(21)と該乗算器(11,21) の各出力を加算する加算器(3 i)とにより、(Icos θ + Qsin θ)の演算に変形し、演算 $Q' = Q/\cos \theta$ は Qそのままとして、前配ディジタルフ ィルタ(11,21)と乗算器(11,21) とが、入力のIch とQch の各直列データを変換しn bitの並列データ (xx) を出力する各シフトレジスタと該n bitの並列データ (x_L) を入力し位相誤差 θ と該 θ の極性 (土) とを指 定し各タップ係数 (a.) を乗じて加算した出力 (Σa i xi) を出力する各 ROM, ROM, とで代替されること を特徴とした請求項1記載の直交変調器。

【請求項4】 前記直交変調器の局部発振器(30)の出力 の搬送波の周波数が所謂シンセサイザにより可変される 場合、該シンセサイザ(30)の出力周波数の設定用データ (A) を利用し、予め該90°分配器(31)の各周波数毎の位 相誤差 θ を求めておき、 $tan \theta$ を書き込むROM 1 と 1/co

出力周波数を設定する毎に該設定用データ(A) により、 該ROM1 とROM 2とから必要な tanθと 1/cosθの値を読 み出すことを特徴とした請求項1記載の直交変調器。

【請求項5】 前記シンセサイザ(30)の出力周波数の設 定用データ(A) により、入力のIch とQch の各直列デー タを並列データに変換する各シフトレジスタと該シフト レジスタからのn bitの並列データ(xx)を入力し、 各タップ係数(ax)を乗じ、其のn bit分を加算した 出力 (Σai xi) を出力するようなROMi, ROMo を具 えることを特徴とした請求項1記載の直交変調器。

【発明の詳細な説明】

[0001]

【産業上の利用分野】本発明は、入力の 【チャネルと Q チャネルの2系統のディジタルデータを、各々のディジ タルフィルタBTF を通し、その各 BTF出力を D/A変換器 でアナログ信号に変換し、フィルタで高調波成分を除去 し、レベル調整器で振幅を揃える等の必要な信号処理を した後に、局部発振器の出力の一つの撤送波信号を互の 位相差が90度の二信号に分け位相補償した各搬送波信号 SI波などの直交変調波を得る直交変調器に関する。

[0002]

【従来の技術】図8に、上記のディジタルフィルタBTF を用いて4相 PSK波信号を得る従来の直交変調器の構成 を示す。ここで、局部発振器30の出力の一つの搬送波信 号を、互の位相差が90度の二信号に分け [チャネル側と Qチャネル側の振幅変調用の各乗算器15,25 へ出力する 所謂90°位相器300 として、90°分配器31を良く使用す るが、その部品のパラツキ等により、直交変調波出力の Iチャネル倒の出力と Qチャネル側の出力との間の位相 角の直角90°が保証されない場合がある。そのため、従 来の90°位相器300Aは、90°分配器31と、其の二出力の 位相角の直角90°からの位相外れθを補償する位相補償 器32とで構成されていた。

[0003]

【発明が解決しようとする課題】従来の直交変調器は、 上述の如く、局部発振器30の出力の搬送波を互の位相差 が90度の二信号に分け 【チャネル倒と Qチャネル側の各 乗算器15,25 へ出力する所謂90°位相器300Aが、90°分 40 配器31と位相補債器32とで構成されていたので、直交変 調器の回路規模が大きくなるという問題があった。本発 明の目的は、 Iチャネル倒と Qチャネル側とに各々ディ ジタルフィルタBTF を用いるが、全体として回路規模が 小さな直交変調器の構成を提供することにある。

[0004]

【課題を解決するための手段】この目的達成のための本 発明の基本的な構成は、図1の原理図に示すように、

- (1) 90° 位相器300Aの中の位相補債器32の使用を止め90 ′分配器31のみとする。
- s & を書き込むROM 2 とを具え、該シンセサイザ(30)の 50 (2) その90°分配器31の二つの出力I, Qの位相角が所定

3

[0005]

【作用】本発明では、局部発振器30の出力の搬送波を二分する90°位相器300が、90°分配器31のみで構成されていて、該90°分配器31の二つの出力I,Qの位相角が、所定の直角90°を保って位相外れを生じていない場合の直交変調器の出力の空間信号点位置(0,0),(0,1),(1,0),(1,1)では、図2の(a)の場合の如く、其の1成分とQ成分とは直交する。そして90°分配器31の二つの出力I,Qの位相角が、直角90°から角度θだけ位相外れしている、図2の(b)の場合は、I ch側のD/A 変換器12の入力I ′を乗算器1と加算器2とでI′=I+Q tan θとし、Q ch側のD/A 変換器22の入力Q ′を乗算器3でQ′=Q/cos θとするように演算処理することで、図2の(b)の位相外れの有る場合も、同図の(a)の位相外れの無い場合と同様の空間信号点の位置を実現することが出来る。

[0006]

【実施例】図1の原理図はそのまま、本発明の請求項1 に対応する実施例の直交変調器である4相PSK 変調器の 構成を示す。図2の(b)の場合の、90°分配器31の二出 カI,Q が所定の直角 90° から角度 θ だけ位相外れしてい る場合は、I ch側のD/A 変換器12の入力I ′を、乗算器 Lと加算器 2 とにより、 $I' = I + Q \tan \theta$ とし、 $Q \cot$ 側のD/A 変換器22の入力Q ′を、乗算器3により、Q ′ = Q/cos θとするように演算処理することによって、直 交変調器である 4 相PSK 変調器が実現される。 $1an \theta$ や $1/\cos\theta$ の値は、図示しない例えばスイッチにより θ の 変化に対し可変で設定できる様にする。ディジタルフィ ルタBTF 11,21 の各BTF の出力I,Qを例えば8bit とす れば、このBTF出力を入力して D/A変換する時の量子化 雑音を小さくする為には、D/A 変換器12,22 の入力の I',Q'の振幅値がフルスケール値1として入力する様 40 に演算処理されなければならない。ところが図1の構成 では、乗算器1にて、Qcb 側のBTF 出力Q に tanθを乗 算し、加算器2にて、該乗算器1の出力Qtanθと lch側 のBTF 出力I とを加算した値(I+ Qtanθ) であるD/A変 換器12の入力 I'と、Qch 側BTF の出力Q に乗算器3に て 1/cos θ を乗算した値 Q/cos θ であるD/A 変換器22の 入力 Q'とは何れも、図3の位相誤差 θ の $0~\pm10$ [de g] に対する 1/cosθと 1+tanθの値の表1から明らか な如く、其の最大値1.0154、1.1763が、フルスケール値 1をオーパーフローしてしまう。そのため請求項2とし 50

て、図3の表1 の例では、各BTR 11.21 の出力[.Qの値 を、(1/cos θ)の最大値1.0154と(1+tan θ)の最大値1.17 63との比である1.0154/1.1763=0.8632倍する構成とし て、その l',Q'の最大値が値1となる様に、規格化す る必要がある。また、図1の構成の D/A変換器12,22 の 入力で所要の I',Q'を得る為の演算は、次の様に変形 することが出来る。即ち、l'=I+Q tan $\theta \to I \cos$ $\theta + Q\sin\theta$ 、 Q' = Q/cos $\theta \rightarrow Q$ に変形される。 この場合の請求項3に対応する構成は図4に示される。 10 なお、入力データ Ich, Qchを処理するディジタルフィル 夕BTF 11,21 と乗算器11,21は、通常の場合、図5に示 す如く、入力の Ich (Qch) の直列データを入力し並列 データ X L を出力するシフトレジスタと該並列データ X $_{1}$ を入力し $_{1}$ bitの位相誤差 $_{2}$ と其の $_{3}$ の極性±とを指 定して各タップ係数 ax を乗じ加算した出力 Σax xx を出力するメモリROM とで構成される。位相誤差 θ を、 0 から 1 deg づつ、±15 degまで補正したければ、2⁴=1 6 なので、n bitは 4 bitとなる。従って、図4の各 B TF 11, 21と cos θ, sin θ の乗算器11, 2: とを含む点線部 20 分は、各 ROM: ROM: にて入力データIch, Qchを処理す ることが可能となり、外付回路は不要となる。また、図 6に示す如く、局部発振器30の出力の搬送波信号の周波 数が、所謂シンセサイザにより可変できる構成の直交変 調器では、90°分配器31の出力の位相誤差θが前記局部 発振器30の出力の搬送波信号の周波数により変化してし まう。そこで請求項4の構成として、図6に示す如く、 シンセサイザ30の出力周波数の設定用データ(A) を利用 し、予め、90°分配器31の各周波数毎の位相誤差 θ を求 めておき、ROM 1 には tanθを書き込み、ROM 2 には 1 /cos θ を書き込んで置く。そしてシンセサイザ30の出力 周波数を設定する毎に前記設定用データ(A) により、RO N 1. ROM 2から必要な tan 0. 1/cos 0 の値を読み出す ようにする。また、この図6の請求項4の構成を簡素化 する為に、請求項5として、前配図4の各BTF と乗算器 の代りのシフトレジスタとROMi, ROM。 の組合せと同様 に、図7の構成図の如く、シンセサイザの周波数設定デ ータ(A) により、入力の直列データIch, Qchを直/ 並変 換するシフトレジスタと該シフトレジスタからの並列n bitのデータス、を入力し、各タップ係数ax を乗じ、 n個分だけ加算した出力Σalxlを出力するようなR

[0007]

OM. ROM。を備える。

【発明の効果】以上説明した如く、本発明によれば、直交変調器用の局部発振器の出力の搬送波信号に対する90 位相器のなかのアナログの位相補償回路が不要となるので、直交変調器の動作の安定性が高まる。また、ディジタルフィルタと乗算器の代りに ROM等を使用することで直交変調器の回路規模が縮小される効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の請求項1の直交変調器の基本構成を

示す原理図

【図2】 本発明の直交変調器の動作を説明する為の直 交変調出力の空間信号点位置を表す説明図

【図 3 】 本発明の請求項 2 の直交変調器の動作を説明 する為の位相誤差 θ に対する $1/\cos\theta$ と $1+\tan\theta$ の値 の表を示す説明図

【図4】 本発明の請求項3の直交変調器の構成図

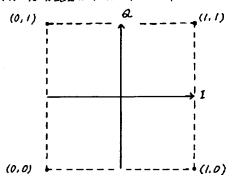
【図5】 本発明の請求項4の直交変調器の構成を説明 する為の BPFと乗算器に代わるシフトレジスタと ROMの 使用方法の説明図

【図6】 本発明の請求項4の直交変調器の構成図

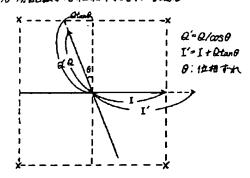
【図2】

本発明の直交変調器の動作を説明する為の 直交変調出力の空間信号点位置を表す説明図

(2) 90分配器が位相すれてい場合



(b) 90°分配要から位相すれしている場合



【図7】 本発明の請求項5の直交変調器の構成を説明 する為の BPFと乗算器に代わるシフトレジスタと ROMの アドレス方法の説明図

6

【図8】 従来の直交変調器の4相 PSK変調器の構成図 【符号の説明】

1,3は乗算器、2 は加算器、θ は位相誤差、11,21は乗算器、31 は加算器、11,21はディジタルフィルタBTF、12,22 は D/A変換器、13,23 はロールオフ濾波器、14,24 はオフセット振幅調整器、15,25 は変調用の乗算器、3 10 0は局部発振器、31は90°分配器、32は位相補償器、300は90°位相器、40は合成器HYBである。

[図3]

本発明の請求項2の直交受調器の動作を説明する為の 性相談差8に対する1/cas0と1tanのの値の表色行説明因

**		
O (deg)	1/050	j + tanθ
+10	1.0154	1.1763
+ 9	1.0/25	1.1584
+ 8	1.0098	1.1405
+ 7	1.0075	1.1228
+6	1.0055	1.1051
+5	1.0038	1.0875
+4	1.0024	1.0699
+3	1.0014	1.0524
+ 2	1.0006	1.0349
+!	1.0002	1.0175
0	1.0000	1.0000
-1	1.0002	0.9825
-2	1.0006	0.9651
-3	1.0014	0.9476
-4	1.0029	0.9301
-5	1.0038	0.9/25
-6	1.0055	0.8949
-7	1.0075	0.8772
-8	1.0098	0.8595
-9	1.0125	0.8416
-10	1.0154	0.8237

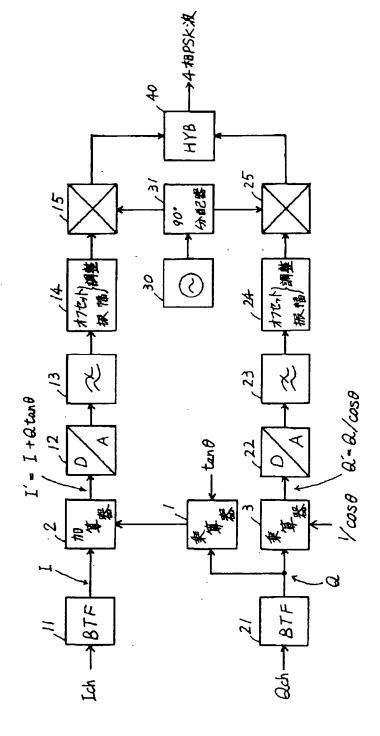
本件

の位相談差(B)は 土10台の以内とする。 ② 1,2の状情を

I=Q-1 = 13

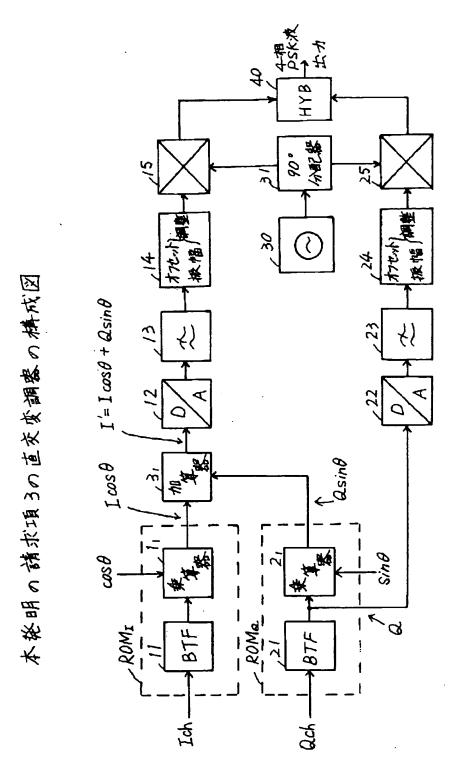
I, Qの根化短は - <u>1.0/54</u> - 1.1763 ÷ 0.8632

(図1)



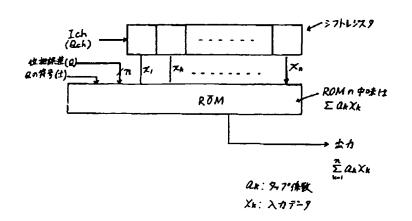
本発明の請求項1の直交変調器の基本構成を示す原理図

[図4]



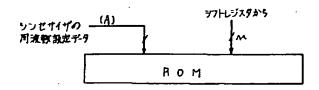
[図5]

本発明の請求項4の直交定調塞の構成を説明する為のBPFと東軍器に代わるシフトレジスタとROMの使用方法の説明回



【図7】

本発明の調料項5の直交を調器の構成を説明する為の3PFと東軍器に 代わるシフトレジスタとROMのアドレス方法の説明国



[図6] HYB 本発明の請求頂4の直交受調器の構成図 30 蕶 RÔM1 (tanb) ROMZ (Vcos0) BTF Ich ->BTF \bigcirc 周波数 設定元夕 Bo

[図8]

